

DIALOG(R)File 347:JAPIO

(c) 2001 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

01518234 **Image available**

CHARGE TRANSFER DEVICE

PUB. NO.: **59-229834** [JP 59229834 A]

PUBLISHED: December 24, 1984 (19841224)

INVENTOR(s): MATSUMOTO SHUZO

 KONDO KAZUO

 TSUKASAKI HISANOBU

APPLICANT(s): HITACHI LTD [000510] (A Japanese Company or Corporation), JP
 (Japan)

APPL. NO.: 58-104122 [JP 83104122]

FILED: June 13, 1983 (19830613)

INTL CLASS: [3] H01L-021/66

JAPIO CLASS: 42.2 (ELECTRONICS -- Solid State Components)

JAPIO KEYWORD: R098 (ELECTRONIC MATERIALS -- Charge Transfer Elements, CCD &
 BBD)

JOURNAL: Section: E, Section No. 312, Vol. 09, No. 102, Pg. 128, May
 04, 1985 (19850504)

ABSTRACT

PURPOSE: To prevent drop of output bias voltage by providing a third source follower consisting of P channel FET between a first source follower and a second source follower.

CONSTITUTION: The source of a first source follower FET101 is connected to the gate of a third source follower FET111, the source of FET111 is connected to the gate of a second source follower FET102, and the source of FET102 is used as the output terminal 110. Thereby, a bias voltage of signal voltage generated at the output diffusion layer 6 of CCD drops by a voltage $V_{GS}(\text{sub } 1)$ between the gate and source of FET101 and is then applied to the gate of FET111. However, since the FET111 is a P channel FET, the bias voltage applied to the gate rises by a voltage $V_{GS}(\text{sub } 3)$ between the gate and source of FET and appears at the source of FET111 and is then applied to the gate of FET102. Accordingly, $V_L = V(\text{sub } 1) - V_{GS}(\text{sub } 1) + V_{GS}(\text{sub } 3) - V_{GS}(\text{sub } 2)$, where input bias voltage is $V(\text{sub } 1)$ and bias voltage of output terminal is V_L . Namely, the bias voltage can be raised by a voltage value of $V_{GS}(\text{sub } 2)$.

BEST AVAILABLE COPY

DIALOG(R)File 352:Derwent WPI
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.
004208323

WPI Acc No: 1985-035203/198506

**Charge coupled device e.g. for TV delay line - has sufficient output
dynamic range and large output voltage NoAbstract Dwg 1/6**

Patent Assignee: HITACHI LTD (HITA)

Number of Countries: 001 Number of Patents: 001

Patent Family:

| Patent No | Kind | Date | Applicat No | Kind | Date | Week |
|--------------------|------|----------|-------------|------|----------|----------|
| JP 59229834 | A | 19841224 | JP 83104122 | A | 19830613 | 198506 B |

Priority Applications (No Type Date): JP 83104122 A 19830613

Patent Details:

| Patent No | Kind | Lan Pg | Main IPC | Filing Notes |
|-------------|------|--------|----------|--------------|
| JP 59229834 | A | 10 | | |

Title Terms: CHARGE; COUPLE; DEVICE; TELEVISION; DELAY; LINE; SUFFICIENT;
OUTPUT; DYNAMIC; RANGE; OUTPUT; VOLTAGE; NOABSTRACT

Index Terms/Additional Words: CCD; COLOUR

Derwent Class: U13; U25; W03

International Patent Class (Additional): H01L-021/66

File Segment: EPI

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—229834

⑪ Int. Cl.³
H 01 L 21/66

識別記号

庁内整理番号
6851—5F

⑬ 公開 昭和59年(1984)12月24日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 7 頁)

⑭ 電荷転送装置

⑯ 特 願 昭58—104122
 ⑯ 出 願 昭58(1983)6月13日
 ⑯ 発 明 者 松本脩三
 横浜市戸塚区吉田町292番地株
 式会社日立製作所家電研究所内
 ⑯ 発 明 者 近藤和夫
 横浜市戸塚区吉田町292番地株

式会社日立製作所家電研究所内
 ⑯ 発 明 者 塚崎久暢
 横浜市戸塚区吉田町292番地株
 式会社日立製作所家電研究所内
 ⑯ 出 願 人 株式会社日立製作所
 東京都千代田区神田駿河台4丁
 目6番地
 ⑯ 代 理 人 弁理士 高橋明夫 外1名

明 細 書

1 発明の名称 電荷転送装置

2 特許請求の範囲

電荷転送部と、前記電荷転送部から信号電荷が転送される出力拡散層と、前記出力拡散層とゲート電極を接続した第1のソースフォロワーFETと、出力端子にソース電極を接続した第2のソースフォロワーFETと、前記第1のソースフォロワーFETの出力信号をゲート入力信号とし前記第2のソースフォロワーFETの入力信号を出力信号とするドチャネルソースフォロワーFETとから構成されたことを特徴とする電荷転送装置。

3 発明の詳細な説明

〔発明の利用分野〕

本発明は、電荷転送装置に関する。

〔発明の背景〕

電荷転送装置(以下CCDと略称する)は、アナログ信号の遅延線として、テレビ、VTR、ビデオカメラなどビデオ信号処理の分野で、多く

の用途が見出されている。周知のように、CCDの遅延原理は、電荷を転送し、この転送時間を利用したものである。またCCDの出力信号は、一般に電荷ではなく電圧として取り出される。以下、信号電荷を出力信号電圧に変換する従来のCCDを図面を用いて説明する。

第1図は、従来のCCDを説明するためのCCDの出力部の一例を示す要部断面図、第2図は第1図の要部平面図である。同図において、1はP型の半導体基板、2はN型の埋込みチャンネル、3はP型イオン打込層、4は転送ゲート電極、5は蓄積ゲート電極、6は出力用N型拡散層、(以下、単に出力拡散層という)が、リセットMOSFET(以下単にリセットFETという)のソース電極であり、7はリセットFETのドレイン電極、8はリセットFETのゲート電極、9は二酸化シリコンからなる絶縁物を示す。

また10は外部電極、21、22は駆動信号 ϕ_1 、 ϕ_2 の入力端子、23はリセット信号 ϕ_r の入力端子を示す。なお前記2～5、21および22は電荷

転送部を構成している。

さらに101,103はそれぞれ出力バッファ用の第1のソースフォロワを構成するソースフォロワFETと電流源用FETを示し,102,103はそれぞれ第2のソースフォロワを構成するソースフォロワFETと電流源FETを示す。110は信号出力電圧の出力端子を示す。

この第1図のCCDは一般によく用いられるN⁺チャネル2相駆動方式であり、また、この動作原理は次のようである。すなわち、CCDの入ゲート(図示せず)で注入された信号電荷電子が、ゲート電極4,5下の電位井戸を經由して、出力拡散層6へ転送され、その結果、この出力拡散層6の容量と第1のソースフォロワFET101のゲート入力容量との和の容量106(以下変換容量という)により、前記信号電荷が出力電圧として取り出される。信号電荷をQ,出力電圧を ΔV ,変換容量をC_Hとすると

$$\Delta V = Q/C_H \quad \text{-- (式1)}$$

の関係がある。

第1表

| 場合 | | 単位 | a | b | c | d |
|--------------------------|---------------------------|-----------------|------|------|------|------|
| 比較項目 | | | | | | |
| 電源電圧 V _{DS} | | V | 12 | 9 | 9 | 9 |
| FET 101 | チャネル長 L ₁ | μm | 7 | 7 | 7 | 7 |
| | チャネル幅 W ₁ | μm | 42 | 42 | 168 | 42 |
| | ドレイン電流 I _{D1} | μA | 26 | 26 | 26 | 6.3 |
| | ゲートソース電圧 V _{GS1} | V | 3.4 | 3.4 | 1.7 | 1.7 |
| | 相互コンダクタンス g _{m1} | μS | 55 | 55 | 110 | 27.5 |
| | 出力容量 C _{O1} | PF | 0.5 | 0.6 | 0.6 | 0.6 |
| 通過周波数帯域 f _{cut} | | MHz | 14 | 14 | 28 | 7 |
| 変換容量 C _H | | PF | 0.05 | 0.05 | 0.11 | 0.05 |
| 出力電圧 ΔV | | V _{PP} | 1.0 | 1.0 | 0.45 | 1.0 |
| 出力バイアス電圧 V _L | | V | 4.7 | 1.7 | 3.4 | 3.4 |

前記出力電圧は第1のソースフォロワFET101第2のソースフォロワ102を経て出力端子110へ取り出される。したがって出力電圧 ΔV のバイアス電圧をV_Iとすると出力端のバイアス電圧V_Lは $V_L = V_I - V_{GS1} - V_{GS2}$ となる。

ここでV_{GS1},V_{GS2}はそれぞれ第1ソースフォロワFET,第2ソースフォロワFETのゲートソース間電圧である。従来技術の一例は第1表に示す構成値であり、電源V_{DS}が12Vの場合(第1表a)は正常に動作するが、消費電力を低減するため電源V_{DS}を9Vまで低下すると出力端110のバイアス電圧V_Lが1.7V(第1表b)と低くなり、出力のダイナミックレンジが少なくなり不都合である。

また出力ダイナミックレンジを確保するためFET101のチャネル幅Wを大きくして、ゲート、ソース間電圧V_{GS1}を少なくすることも考えられる。チャネル幅Wとゲートソース間電圧V_{GS}の関係は

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{L}{\mu W}} \cdot I_D + V_{TH} \quad \text{-- (式2)}$$

である。ここでLはFETのチャネル長、I_DはFETのドレイン電流、V_{TH}はしきい値電圧、 μ は比例定数を示す。またチャネル幅Wとゲート入力容量C_{IN}の関係は大略

$$C_{IN} = K \cdot L \cdot W \quad \text{-- (式3)}$$

ここでKは比例定数であり、チャネル幅Wを大きくするとゲート入力容量も大きくなる。そのため、変換容量C_H106も大きくなり、(式1)にしたがって出力電圧 ΔV が小さくなる不都合がある。例えば第1表cに示すように、FET101のチャネル幅Wを168 μm と大きくすると、ゲートソース間電圧V_{GS1}は1.7Vと少なくなり、出力端のバイアス電圧は3.4Vと大きくなり、ダイナミックレンジは確保されるが、変換容量C_Hが0.11PFと大きくなり、出力電圧 ΔV が0.45V_{PP}となって不都合である。

またゲートソース間電圧V_{GS1}を小さくするため(式2)にしたがってドレイン電流I_{D1}を小さくすることも考えられる。この場合FETの相互コンダクタンスg_mが

$$g_m = \sqrt{\frac{W}{L} \cdot I_D} \quad \text{--- (式 4)}$$

の関係にあり、低下する。その結果、FETの通過周波数帯域 f_{cut} が(式5)にしたがって低下する。

$$f_{cut} = \frac{g_m}{2\pi C_0} \quad \text{--- (式 5)}$$

ここではFETの出力容量、FET101においては第2ソースフォロワ FET102のゲート入力容量を含み第1図の符号107で示す容量 C_0 である。

例えば第1表と示すように、FET101のドレイン電流 I_{D1} を $6.5\mu A$ と小さくすると、 V_{GS1} は $1.7V$ と小さくなり、出力バイアス電圧は $3.4V$ と大きくなる。しかしFET101の相互コンダクタンス g_{m1} が $27.5\mu S$ と小さくなり、通過周波数帯域 f_{cut} が $14MHz$ から $7MHz$ と小さくなりビデオ周波数域に於いて不都合である。なお出力端に接続されている第2ソースフォロワ FET102は負荷容量 $10PF$ でも通過帯域が $10MHz$ 以上となるようにチャンネル幅は $400\mu m$ 以上と大きくしてある。

以上述べたように、従来技術では省電力の

フォロワの電流源用 FET を示す。なお第1図と同一箇所および同等部分には同一符号を付してある。

本実施例では第1のソースフォロワ FET101のソースを第3のソースフォロワ FET111のゲートに接続し、前記 FET111のソースを第2のソースフォロワ FET102のゲートに接続し、前記 FET102のソースを出力端子110としている。この構成により、CCDの出力拡散層に発生した信号電圧のバイアス電圧は、FET101のゲートに加えられ、FET101のゲートソース間電圧 V_{GS1} だけ降下し、第3のソースフォロワ FET111のゲートに印加される。ところがFET111はPチャンネルFETのため、ゲートに印加されたバイアス電圧はFETのゲートソース間電圧 V_{GS2} だけ上昇してFET111のソースに現われ、第2のソースフォロワ FET102のゲートに印加される。そしてFET102のゲートソース間電圧 V_{GS2} の降下をして出力端子110に現われる。したがって入力バイアス電圧を V_i 出力端子のバイアス電圧を V_L とすると、

特開昭59-229834(3)

め電源電圧を低くすると、出力ダイナミックレンジが低下するか、出力電圧が低下するか、通過周波数帯域が低下するかのいずれかの欠点を有している。

〔発明の目的〕

本発明の目的は上記した従来技術の欠点を除去し、低電圧電源で良好に動作するCCDを提供するにある。

〔発明の概要〕

前記の目的を達成するために、本発明では、第1ソースフォロワと第2ソースフォロワの間にPチャンネル型FETから成る第3のソースフォロワを設け、Pチャンネル型FETが生じる逆方向のゲートソース間電圧で、出力バイアス電圧の低下を防止するようにする。

〔発明の実施例〕

以下、本発明の一実施例を第3図に示し、これについて説明する。

同図において111は第3のソースフォロワを構成するPチャンネルFET、112は前記ソースフ

第 2 表

| 場 合 | | 単位 | a | b |
|-----------------|--------------------|---------|------|------|
| 比較項目 | | | | |
| FET 101 | 電源電圧 V_{PS} | V | 9 | 9 |
| | チャンネル長 L_1 | μm | 7 | 7 |
| | チャンネル幅 W_1 | μm | 42 | 21 |
| | ドレイン電流 I_{D1} | μA | 26 | 26 |
| | ゲートソース電圧 V_{GS1} | V | 3.4 | 4.4 |
| | 相互コンダクタンス g_{m1} | μS | 55 | 39 |
| | 出力容量 C_{01} | PF | 0.15 | 0.15 |
| | 通過周波数帯域 f_{cut} | MHz | 58 | 41 |
| FET 111 | チャンネル長 L_2 | μm | 7 | 7 |
| | チャンネル幅 W_2 | μm | 108 | 108 |
| | ドレイン電流 I_{D2} | μA | 32 | 32 |
| | ゲートソース電圧 V_{GS2} | V | 2.4 | 2.4 |
| | 相互コンダクタンス g_{m2} | μS | 70 | 70 |
| | 出力容量 C_{02} | PF | 0.6 | 0.6 |
| | 通過周波数帯域 f_{cut} | MHz | 18 | 18 |
| | 変換容量 CH | PF | 0.05 | 0.04 |
| 出力電圧 ΔV | | V | 1.0 | 1.3 |
| 出力バイアス電圧 V_L | | V | 4.1 | 3.1 |

$$V_L = V_i - V_{GS_1} + V_{GS_2} - V_{GS_3}$$

となって、従来技術よりも V_{GS_3} の電圧だけ高くすることができる。実施例の動作例を第2表aに示す。PチャネルFET111のゲートソース電圧 V_{GS_3} の2.4Vだけ従来の動作(第1表b)より高くなり、出力バイアス電圧は電源9Vにもかかわらず、4.1Vと高く、良好な動作となる。また出力電圧 ΔV 、通過周波数帯域 f_{cut} もそれぞれ1.0V, 18MHzと良好である。

また新たな効果として、CCDの出力電圧 ΔV を大きくすることができる。第2表bに示すように、FET101のチャネル幅 W_1 を21 μ mと小さくすることにより、そのゲート入力容量を小さくし、CCDの変換容量 C_H を0.04PFと小さくする。出力拡散層6の容量は0.02PFであり、FET101のゲート入力容量が0.02PFで拡散層容量とゲート入力容量をほぼ等しくしてある。その結果(式1)にしたがって出力電圧 ΔV は1.5Vと大きくなる。従来技術ではFET101のチャネル幅を少なくするとゲートソース間電圧 V_{GS_3} が大きくなり、出力

バイアス電圧 V_L が低くなってダイナミックレンジが狭くなる不都合があったが、本実施例においては、前記 V_{GS_3} が大きくなった量だけPチャネルFET111のゲートソース間電圧 V_{GS_3} で補償するため、出力バイアス電圧 V_L は3.1Vと高くなり、良好に動作する。

また本発明による第3図に示す実施例は電源 V_B を9Vに低くして良好に動作させることができる。さらに本発明によれば電源電圧5~6V化も可能であり、したがってポータブルVTR、ビデオカメラなど電池で動作する機器において、好適である。

また第4図に本発明をCCDと同じ半導体基板上に構成した実施例を示す。第4図において、113はPチャネルFETを作るためのN型層のウェル領域を示す。第3図と同等のものは同符号である。第4図において、P型半導体基板上にCCDを構成しているため、FET101,102などのNチャネルFETは同様に作れる。しかしPチャネルFETはN型半導体上に作るのでN型のウェル

113を設けている。本実施例の等価回路は第3図と同等であり、第3図の実施例と同等の効果がある。

また第5図に本発明の他の実施例を示す。第5図において、120はスイッチ制御電圧入力端子、121は前記制御電圧反転用インバータ、122はNチャネルFETスイッチ、123はPチャネルFETスイッチ、124はホールドコンデンサを示す。第3図と同等のものには同様の符号を付してある。一般にCCDの出力拡散層6に現われる電圧は第4図(a)に示すように、電源電圧 V_B でリセットされたクシ歯状の波形となり、CCD転送クロック周波数の成分を多く含んでいて、好ましくない。そのためスイッチとコンデンサから成るサンプルホールド回路を通して、第4図(b)に示すようにほとんど信号成分だけとなるように波形成形を行なう。

第5図において、CCDの出力拡散層6に現われたクシ歯状の電圧は第1ソースフォロフFET101を経て、FETスイッチ121,122に加えられ

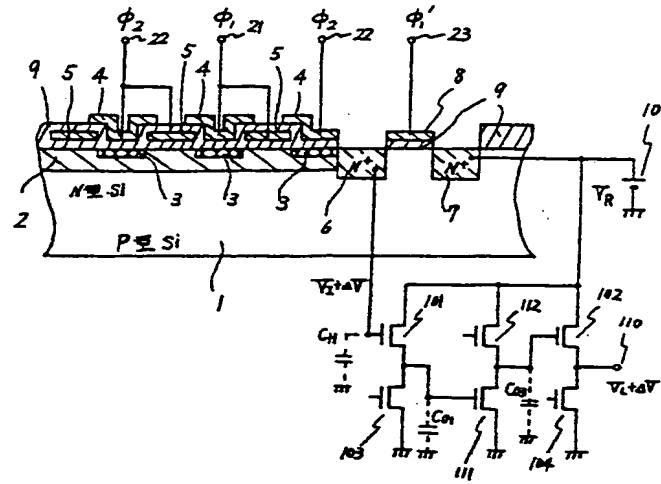
る。前記スイッチ121,122は制御端子120の電圧がハイレベルの時導通状態となり、ホールドコンデンサ124を充電する。次に拡散層6の電圧がリセット電圧 V_B に変化する直前に、制御端子120の電圧をローレベルとし、スイッチ121,122を遮断状態とし、ホールドコンデンサ124の電圧を維持する。前記ホールドコンデンサ124の電圧をPチャネルFET111からなる第3のソースフォロフを通し、さらにNチャネルFET102の第2のソースフォロフを経て出力端子110に出力電圧として取り出す。

上述したように、NチャネルFET101の第1のソースフォロフとPチャネルFET111の第3のソースフォロフの間にスイッチ121,122コンデンサ124からなるサンプルホールド回路を挿入することにより、本発明の効果を損うことなくCCDの出力電圧から転送クロックの高周波成分を取り除くことができる。

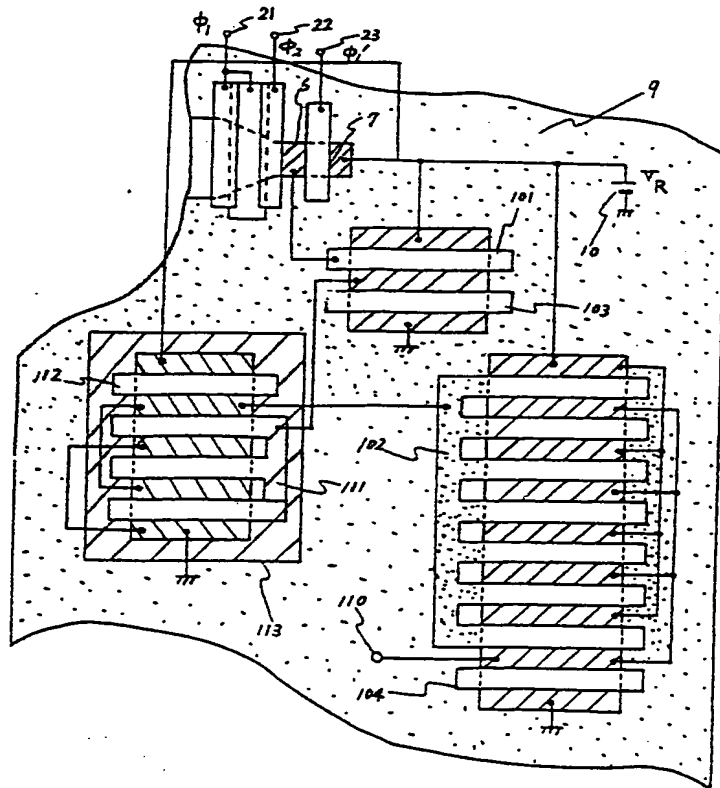
〔発明の効果〕

以上述べたように、本発明によれば、低電圧

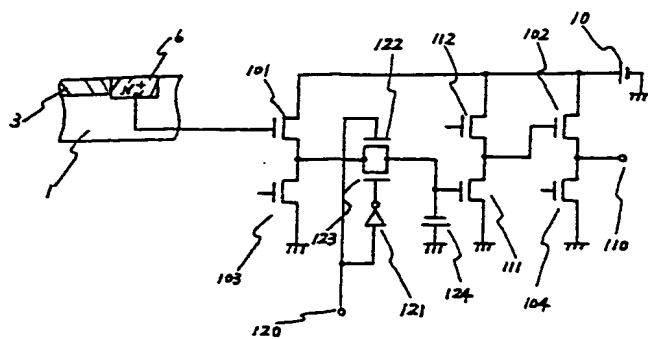
才 3 図



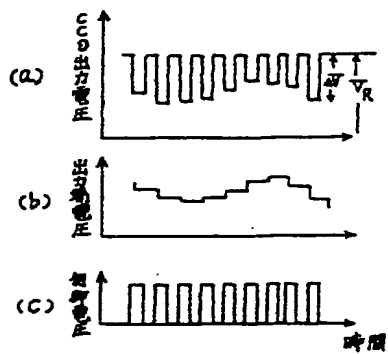
才 4 図



才 5 図



才 6 図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.